

Demostrador Interferométrico para la Medida de la Polarización a 90 GHz

David Ortiz, F.J. Casas

ortizgd@ifca.unican.es, casas@ifca.unican.es

Instituto de Física de Cantabria. Edificio Juan Jordá, Campus de la Universidad de Cantabria, Avenida de los Castros s/n, 39005. Santander (Cantabria)

Abstract- This document describes a baseband digital correlator implemented using two commercial synchronized FPGAs. The correlator is part of a broadband radioastronomy radiometer demonstrator aimed to obtain polarization data of Cosmic Microwave Background (CMB) radiation from the sky in the W band. Using correlation techniques, it is possible to obtain the Stokes parameters (I, Q, U) of the CMB correcting the phase differences produced by the different subsystems between the receivers' branches on real time. Ought to the input frequency limitation of the digitizers, it is necessary to down convert all the signals from IF to baseband using commercial mixers and filters. Other digital implementations could be applied to large antenna arrays like the Square Kilometre Array (SKA) using specific electronics or supercomputing networks designed to work with lots of real time data.

I. INTRODUCCIÓN

El análisis de la polarización del Fondo Cósmico de Microondas (CMB, de sus siglas en inglés) requiere la obtención de medidas multibanda para analizar la radiación producida en las bandas de milimétricas y de microondas con el fin de ampliar el conocimiento sobre las leyes físicas del universo. El presente trabajo se enmarca dentro de un proyecto dedicado por una parte a la explotación científica de los datos de Planck y Herschel y por otra al desarrollo de instrumentación para nuevos experimentos de microondas.

Dentro de la parte dedicada a la instrumentación, en colaboración con el grupo de microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) de la Universidad de Cantabria, se pretende desarrollar un demostrador para un polarímetro trabajando en la banda de 90 GHz. Esta banda es de interés para observaciones terrestres debido a que las contribuciones de los contaminantes del CMB son mínimas.

Se ha propuesto un esquema de interferómetro a 90 GHz reutilizando los receptores del demostrador que se encuentra en fase de desarrollo [1]. Debido a la dificultad técnica de correlar y detectar señales a 90 GHz, se propone un esquema de receptor en el que mediante mezcladores subarmónicos se traslada la señal recibida en la banda de 81 a 99 GHz hasta una Frecuencia Intermedia (FI) comprendida entre 3 y 21GHz.

Adicionalmente, se han adquirido los componentes comerciales necesarios para implementar la etapa de conversión de FI a banda base (BB) y completar de esta forma un receptor como el mostrado en el esquema de la Figura 1.

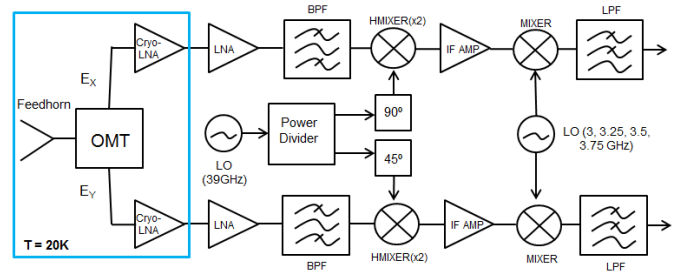


Fig. 1. Esquema simplificado del receptor a 90GHz para el interferómetro propuesto.

Para dar continuidad a trabajos previos desarrollados sobre la presente temática [2] se ha escogido una versión digital del correlador de señales aquí propuesto. Se ha implementado un correlador en formato Michelson (combinando las señales dos a dos) para el interferómetro correspondiente. Tras corregir un importante error sistemático como son los desfases introducidos por los distintos subsistemas que forman parte de los receptores, se calculan los parámetros de Stokes, todo ello en tiempo real.

Estos parámetros proporcionan información acerca del estado de polarización del CMB en el rango frecuencial que nos ocupa [3].

Para ello se ha implementado un programa mediante el software LabVIEW de National Instruments que controla dos tarjetas digitalizadoras comerciales con las que se hace la adquisición, corrección y tratamiento de los datos. La adquisición sincronizada de estos datos permite la lectura simultánea de hasta cuatro señales de entrada con frecuencias comprendidas entre DC y varios cientos de MHz.

Debido al elevado coste y consumo que poseen, este tipo de correladores es aplicable a instrumentos que requieren poca sensibilidad y por tanto un número reducido de receptores y líneas de base, como por ejemplo los sustratos de fuentes polarizadas que se utilizan para limpiar los mapas del CMB. No obstante, los correladores digitales se pueden aplicar también a grandes arrays de antenas como SKA mediante el uso de electrónica digital no comercial diseñada específicamente para ello o mediante el uso de redes de supercomputación capaces de gestionar una gran cantidad de datos en tiempo real.

II. DISEÑO DEL CORRELADOR

Con el fin de implementar el correlador digital se han utilizado dos tarjetas digitalizadoras U1071A de Agilent

Technologies sincronizadas mediante un bus específico diseñado para este fin. Son tarjetas PCI con 8 bits de resolución y una velocidad máxima de muestreo de 2GS/s si se combinan los dos canales de cada una de ellas independientemente. Para el presente caso, como se trata de implementar un sistema correlador de cuatro señales, la velocidad máxima de muestreo se reduce a 1GS/s por canal. Con esta velocidad de muestreo, según el teorema de Nyquist, se podrán estudiar y reconstruir de forma exacta señales de entrada con una frecuencia máxima de 500 MHz.

Para controlar estas tarjetas, se ha utilizado el software de programación LabVIEW, el cual es un lenguaje de alto nivel, de tipo gráfico, y enfocado al uso en instrumentación. Se ha elaborado un programa específico para correlar las señales de entrada a las mismas (dos a dos, implementando un correlador tipo Michelson) implementando la función de correlación en la FPGA (Field-Programmable Gate Array) que tienen estas tarjetas internamente.

La Figura 2 muestra el aspecto de la interfaz gráfica del programa desarrollado para esta aplicación. En este caso, se programó una estructura para adquirir señales por los cuatro canales de forma simultánea con posibilidad de ver y guardar la señal producto de las mismas y los desfases existentes entre ellas.

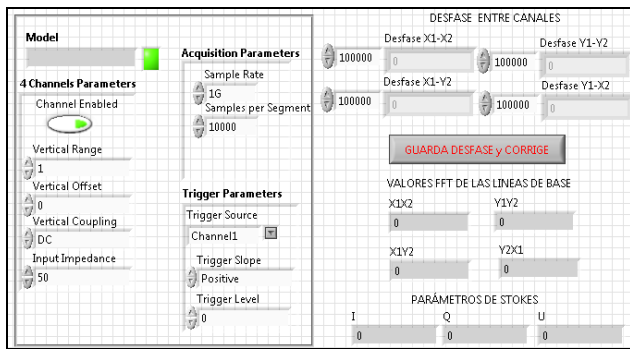


Fig. 2. Interfaz gráfica para el correlador digital de 4 canales.

Debido a que la frecuencia máxima de entrada por cada canal del correlador está limitada a 500MHz, se han adquirido componentes comerciales para realizar la conversión de FI a BB. Para ello se han utilizado para cada canal de correlación un mezclador ZX05-30W+ junto con un filtro paso bajo BLP-250+ de Mini Circuits que limita la banda de las señales de entrada a las FPGAs, ya que sus especificaciones marcan un ancho de banda máximo de 250 MHz para aplicaciones en tiempo real. Por otro lado, como la frecuencia de funcionamiento de los mezcladores va desde 300 a 4000 MHz y el ancho de banda del filtro es de 250MHz, se utilizan 4 frecuencias distintas de oscilador local (3, 3.25, 3.5 y 3.75 GHz) para poder correlar las señales de IF en la banda comprendida entre 3 y 4GHz.

El presente interferómetro ha de ser capaz de medir la polarización del CMB mediante el cálculo de tres de los cuatro parámetros de Stokes (I, Q y U) simultáneamente de forma similar a como se realiza en el experimento QUIJOTE [4]. Estos parámetros están relacionados con la amplitud de los campos eléctricos ortogonales a la salida del ortomodo definidos en coordenadas cartesianas como E_x e E_y . Combinando estos campos se puede obtener la potencia de la señal de entrada a las antenas de bocina a través del parámetro I, y la polarización de la misma a través de los parámetros U y Q por medio de las siguientes expresiones.

$$\begin{aligned} I &= E_{x1} \cdot E_{x2} + E_{y1} \cdot E_{y2} \\ Q &= E_{x1} \cdot E_{x2} - E_{y1} \cdot E_{y2} \\ U &= E_{x1} \cdot E_{y2} - E_{y1} \cdot E_{x2} \end{aligned} \quad (1)$$

A la vista de las expresiones anteriores, puede apreciarse que para el cálculo de los parámetros de Stokes es necesario tener al menos dos receptores (una línea de base) del tipo al descrito en la Figura 1. De esta forma se tendrán a la entrada del correlador dos componentes de campo eléctrico con polarización en el eje X y otras dos con componentes en el eje Y para poder realizar las medidas de polarización oportunas.

III. MÉTODO DE CORRECCIÓN DE FASES

Como se comentó en la introducción, el control de la fase de cada una de las señales de entrada al correlador es un tema clave para el interferómetro, ya que para realizar el cálculo de los parámetros de Stokes de forma correcta es necesario corregir el desfase introducido por los diferentes subsistemas que forman parte del receptor. De esta forma el desfase remanente sería el debido a la distancia entre las antenas de los receptores y que en este trabajo va a suponerse nula ya que no se dispone de dichos receptores para realizar pruebas más realistas.

Gracias a la flexibilidad que aporta la programación de las FPGAs, se demuestra cómo es posible la corrección en tiempo real de las fases de las señales con las que se trabaja. Una de las herramientas matemáticas básicas que se utilizan es la Transformada de Fourier, ya que permite analizar el espectro de cada señal y de ahí calcular la fase de la misma en cada punto frecuencial para poder corregirla.

Debido a que el receptor de la Fig. 1 se encuentra en fase de desarrollo, se han utilizado generadores con el fin de simular las señales de entrada al correlador para comprobar su comportamiento. Para demostrar que se pueden corregir todas las componentes frecuenciales de una señal compleja, se han generado y correlado señales con varias componentes espectrales. Mediante un generador Agilent 3320A se obtiene un tono de frecuencia 10MHz, con moduladora 100% AM de 20 kHz. Esta señal se introduce en dos de los cuatro canales disponibles en las tarjetas digitalizadoras y se estudia su espectro. En la figura 3 se muestran los espectros de la señal adquirida por cada canal.

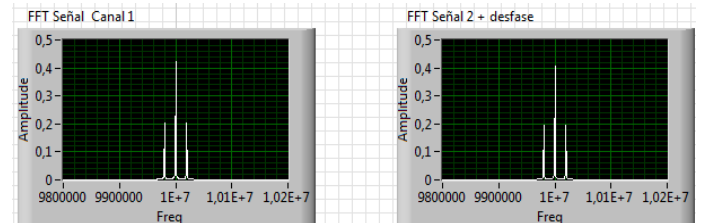


Fig. 3. Medida de la amplitud de un tono de 10MHz con moduladora AM de 20kHz en dos canales del correlador digital

El pequeño desfase existente entre las dos señales de entrada para este caso es debido a los cables y conectores utilizados para enrutar las señales desde el generador hasta las tarjetas digitalizadoras. Una vez medidos los desfases entre las dos señales de entrada, se corrigen mediante el software y quedan los resultados de la Tabla 1.

Tabla 1. Corrección de desfase entre canales

Frecuencia (MHz)	Desfase Inicial (°)	Desfase Corregido (°)
9.98	-0.128721	-0.00933
10	-0.13815	-0.0135108
10.02	-0.163051	0.000536

Observando que la corrección es satisfactoria, se procede a introducir una señal de frecuencia intermedia a los mezcladores junto con una señal de oscilador local para tener una componente en banda base a la salida de los mismos.

Para ello, se han utilizado dos generadores 8648C de Hewlett Packard. Como señales de entrada a los mezcladores se introdujeron una señal de OL de 3 GHz y una de RF de 3.02 GHz con potencias de 10 y 14 dBm respectivamente. La Figura 4 muestra una imagen del setup de medida del correlador digital.

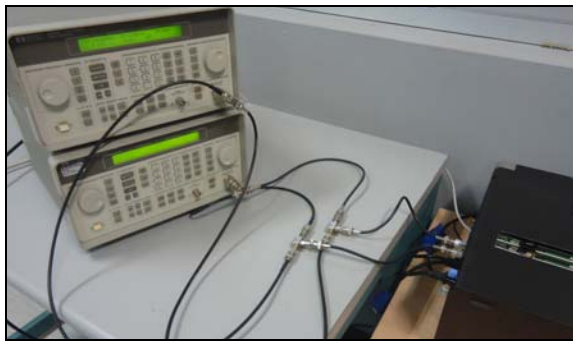


Fig. 4. Setup de medida para el prototipo de correlador digital.

Analizando las señales a la salida de cada mezclador por separado, se observan sus espectros con una componente frecuencial de 20 MHz que coincide con la separación entre los tonos de RF y de OL que se introdujeron a los mismos (Fig. 5). Mediante diferentes subrutinas, implementadas en LabVIEW, se estudian las fases de esas componentes espectrales por separado obteniendo un desfase de 67.86 grados entre ellas. No se aprecia el efecto de los filtros porque su frecuencia de corte se encuentra en 250MHz.

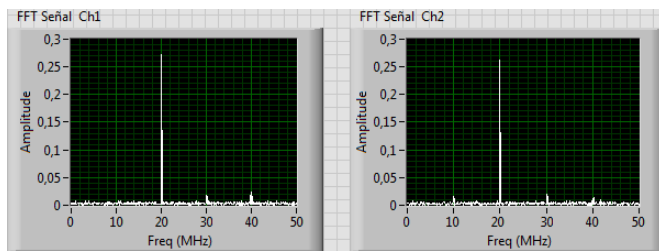


Fig 5. Espectro de señales de entrada al correlador.

La correlación de dos señales sinusoidales da lugar a una señal con dos componentes frecuenciales, una a la frecuencia suma de las señales de entrada y otra a la frecuencia diferencia [2]. Consecuentemente, en el presente caso la señal correlada tiene una componente espectral a 40 MHz y otra en DC. Esta última sería la que interesa en este caso, puesto que las componentes de alta frecuencia quedan filtradas al integrarse la señal correlada mediante un amplificador de video no implementado en este trabajo. La Figura 6 muestra los espectros de esta señal antes y después de corregir el desfase existente. En esta figura puede verse que el valor de la componente DC se ve afectado por el

desfase entre las señales de entrada a través de la siguiente ecuación.

$$Amplitud_{DC} = A \cdot B \cdot \cos(\phi) \quad (2)$$

Siendo A y B las amplitudes de las señales de entrada al correlador y ϕ el desfase entre ellas.

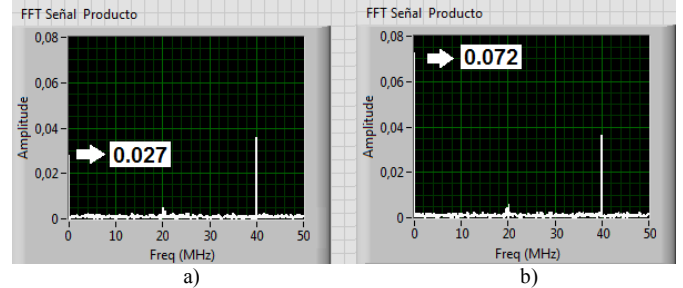


Fig 6. Espectro de las señales correladas. a) Sin corregir desfase y b) corrigiendo desfase.

La ecuación (2) expresa que la señal correlada será máxima cuando los desfases entre las señales estén corregidos y por tanto sean nulos.

IV. APLICACIÓN A LA MEDIDA DE POLARIZACIÓN

Para medir polarización con receptores como el que se está desarrollando, es necesario tener al menos dos como el presentado en la Figura 1. Con ello, será posible combinar las distintas señales y calcular con ellas los parámetros de Stokes.

Como ejemplo, se exponen seguidamente las medidas de dos posibles escenarios. El primero de ellos se corresponde con una señal recibida que estuviera polarizada horizontalmente, por lo que la componente E_y de salida de los ortomodos sería nula en todos los receptores. La otra emula una señal en la que la señal estuviese polarizada verticalmente, por lo que serían nulas las componentes E_x . Con estos dos escenarios, y según las ecuaciones mostradas en (1), se realizan las medidas correspondientes.

Al no disponer de las señales reales con una determinada polarización, se colocan cargas adaptadas en las entradas donde se supone que la señal proveniente del receptor sea nula (E_{y1} e E_{y2} para una señal polarizada horizontalmente) y se corrige la fase en todos los canales a la vez. Como muestra la Tabla 2, el valor de desfase que se mantiene constante y se corrige es el de la componente $E_{x1}E_{x2}$ que es la única distinta de cero, siendo los otros valores aleatorios ya que solamente se está midiendo ruido.

Tabla 2. Corrección de desfase

Línea de base	Desfase (°)	
	Sin corregir	Corregido
$E_{x1}E_{x2}$	46.7	-0.027

Con todo esto, se muestran seguidamente los valores de los parámetros de Stokes antes y después de realizar la corrección de fase. Una vez obtenidos, se pueden representar sus figuras de mérito, las cuales representan el aislamiento entre los parámetros Q e I y entre U y Q como muestra la ecuación 3.

$$\begin{aligned} Q/I|_{dB} &= 10 \cdot \log_{10}(Q/I) \\ U/Q|_{dB} &= 10 \cdot \log_{10}(U/Q) \end{aligned} \quad (3)$$

Idealmente estos valores de aislamiento deberían de ser 0 y $-\infty$ respectivamente, pero en un escenario real siempre existen imperfecciones en los subsistemas que forman parte de los receptores que hacen que no sea así. Lo que puede apreciarse en la siguiente tabla es que tras corregir los desfases entre los distintos canales, los aislamientos medidos mejoran de forma proporcional a la corrección introducida, que en este caso es 1.6 dB aproximadamente ($\cos(\Phi)$ en dB).

Tabla 3. Parámetros de Stokes. Señal polarizada en horizontalmente.

Parámetro	Sin corregir	Corregido
I	$1.988 \cdot 10^{-2}$	$2.92 \cdot 10^{-2}$
Q	$1.987 \cdot 10^{-2}$	$2.921 \cdot 10^{-2}$
U	$2.65 \cdot 10^{-4}$	$2.65 \cdot 10^{-4}$
Q/I (dB)	0.0021	0.0015
U/Q (dB)	-18.7	-20.4

Realizando la misma medida, pero esta vez suponiendo una señal polarizada verticalmente (colocando cargas en las entradas E_{x1} y E_{x2} del correlador) se realizan de nuevo las medidas de los desfases y de los parámetros de Stokes. El desfase que permanece constante para este tipo de señal es en este caso el de la componente $E_{y1}E_{y2}$.

Tabla 4. Corrección de desfase

Línea de base	Desfase (°)	
	Sin corregir	Corregido
$E_{y1}E_{y2}$	47.5	$5 \cdot 10^{-3}$

Como en el caso anterior, se mejoran de nuevo los aislamientos entre los parámetros de Stokes una vez corregidos los desfases entre los canales de adquisición.

Tabla 5. Parámetros de Stokes. Señal polarizada en verticalmente.

Parámetro	Sin corregir	Corregido
I	$1.95 \cdot 10^{-2}$	$2.91 \cdot 10^{-2}$
Q	$-1.95 \cdot 10^{-2}$	$-2.91 \cdot 10^{-2}$
U	$2.55 \cdot 10^{-4}$	$2.6 \cdot 10^{-4}$
Q/I (dB)	0.0013	0.00083
U/Q (dB)	-18.8	-20.5

Estos dos últimos casos estudiados validan el funcionamiento del correlador, corrigiendo los desfases entre los diferentes canales de entrada y calculando los parámetros de Stokes y los aislamientos en tiempo real. Se debe tener en cuenta que aunque en este caso los niveles de aislamiento no mejoran mucho, para desfases cercanos a 90 grados la señal correlada quedaría muy atenuada por lo que la mejora de aislamiento al aplicar la corrección de fase sería mucho más notoria. Los resultados se corresponden aproximadamente con los teóricos en los dos casos implementados, obteniendo $I = Q$ cuando la señal está polarizada horizontalmente e $I = -Q$ cuando lo está verticalmente, siendo $U=0$ en ambos casos.

V. CONCLUSIONES

El presente trabajo está enfocado al diseño un correlador digital en banda-base para la medida de la polarización del CMB en la banda de 90GHz. Se ha demostrado la correcta operación del mismo, siendo capaz de corregir en tiempo real y en toda la banda de frecuencia de las FPGAs los desfases entre las señales de entrada. Estos desfases son debidos principalmente a las diversas etapas de conversión de frecuencia que forman parte del receptor. Con las diferentes pruebas realizadas, se muestra que se está en disposición de adquirir las señales de salida del receptor de 90 GHz en cuanto se acabe de realizar el montaje del mismo.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad a través del proyecto AYA2012-39475-C02-01 y del programa CONSOLIDER-INGENIO 2010 referencia CSD2010-00064. Se agradece también al personal del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) por los diseños y fabricación de los receptores a 90GHz (AYA2012-39475-C02-02).

REFERENCIAS

- [1] Juan L. Cano et all. "Polarímetro en Banda W para Aplicaciones de Radioastronomía: Diseño y Simulación", contribución presentada al XXX Simp. Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2015, Pamplona, España, 2 – 4 Septiembre, 2015
- [2] David Ortiz, F.J. Casas, Enrique Villa, Juan Luis Cano, Eduardo Artal, "Correladores en Banda Base para un Interferómetro de Gran Formato a 30 GHz". URSI Santiago (Sep. 2013)
- [3] A. R. Thompson, J. M. Moran, G. W. Swenson, Jr. "Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy" WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2004.
- [4] Enrique Villa et all. "The Thirty Gigahertz Instrument receiver for the QUIJOTE experiment: concept and experimental results. Review os Scientific Instruments. 86 - 2, pp. 24702. 04/02/2015. ISSN 00346748